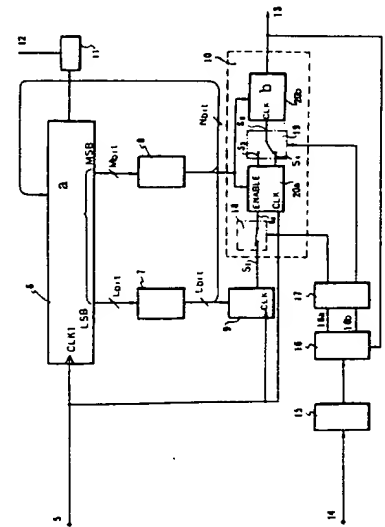


- (54) **CARRIER REPRODUCTION CIRCUIT**  
 (11) 56-86558 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP  
 (21) Appl. No. 54-163595 (22) 18.12.1979  
 (71) FUJI XEROX K.K. (72) TOMIO MURAYAMA(3)  
 (51) Int. Cl.<sup>3</sup> H04L27/06, H04L27/22

**PURPOSE:** To increase the stability and reliability of carrier reproduction circuit, by digitally performing the correction of carrier reproduction even during the period of video information transmission.

**CONSTITUTION:** The reference clock CLK 5 is frequency-divided with the frequency dividing ratio set with latch circuits 8, 7 at frequency-dividers 20a, 20b, to obtain the reproduction carrier 13. The phase of the carrier 13 starts delaying in comparison with the reception signal 14, and when the delay signal 16a is continuously produced from the phase comparison circuit 16, the switch 19 is switched and the frequency-dividing output  $S_3$  small in the frequency dividing ratio from the frequency-divider 20a is fed to the frequency divider 20b to advance the phase of the carrier 13. Inversely, when the phase of the carrier 13 is advanced, the switch 18 is open and the count operation of the frequency-divider 20a is stopped, allowing to make delay the phase of the carrier 13.

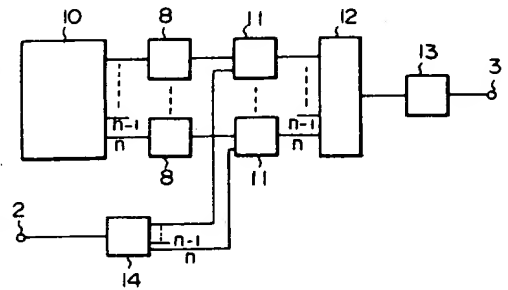


a: preset input, b: CLK output

- (54) **PSK MODULATION SYSTEM**  
 (11) 56-86559 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP  
 (21) Appl. No. 54-163506 (22) 18.12.1979  
 (71) OKI DENKI KOGYO K.K. (72) TOSHIYUKI HIROSE(2)  
 (51) Int. Cl.<sup>3</sup> H04L27/20, H03C3/00

**PURPOSE:** To decrease the spread of spectrum, by making symmetrical the phase change in leading and trailing of the modulation signal input, and making the shape of slope arbitrarily.

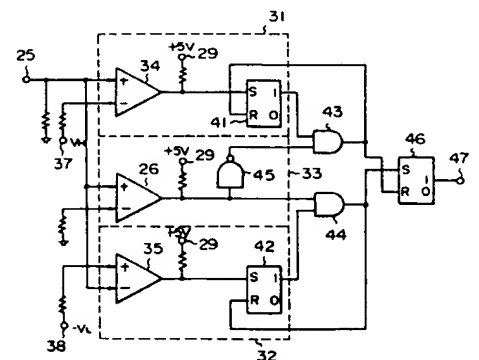
**CONSTITUTION:** The output of a carrier oscillation section 10 outputting the phase shifted in  $n$ -phase, is fed to a carrier gain control circuit 11 making AM modulation via a frequency divider 8. The modulation signal 2 is shaped to the trapezoidal waveform at a wave shape circuit 14 and fed to the circuit 11. The circuit 11 is controlled with the output of the frequency divider 11, i.e., the carrier gain control signal for AM modulation. The AM-modulated signal is synthesized at an amplitude synthesizer 12 and output via a multiplier 13. Thus, since the modulation input signal is controlled after being shaped into symmetrical trapezoid, the spread of spectrum can be minimized.



- (54) **CARRIER REPRODUCTION DEVICE**  
 (11) 56-86560 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP  
 (21) Appl. No. 54-164569 (22) 17.12.1979  
 (71) NIPPON DENSHIN DENWA KOSHA (72) YUTAKA NAKATANI(1)  
 (51) Int. Cl.<sup>3</sup> H04L27/22

**PURPOSE:** To obtain excellent drawing-in characteristics to the signal in amplitude-phase modulation, by picking up the next zero crossing as effective, only when the peak value immediately before the zero crossing is a given value or more.

**CONSTITUTION:** The input signal 25 in amplitude-phase modulation is fed to a negative peak detection circuit 32, positive peak detection circuit 31, and zero crossing detection section 33 via a BPF. When the amplitude of negative peak value of the signal 25 is a given value or more and the zero is intersected toward positive direction, FF46 is set and FF42 is reset. Inversely, if the amplitude of positive direction peak value of the signal 25 is a given value or more, FF46 is reset and FF41 is reset and the result of zero crossing detection is output at a terminal 47. Thus, since the pickup is made only when the peak value immediately before the zero crossing is a given value or more, the drawing-in and noise characteristics can be increased.



⑩ 日本国特許庁 (JP)  
⑫ 公開特許公報 (A)

⑪ 特許出願公開  
昭56—86559

⑬ Int. Cl.<sup>3</sup>  
H 04 L 27/20  
H 03 C 3/00

識別記号

庁内整理番号  
7240—5K  
7928—5J

⑭ 公開 昭和56年(1981)7月14日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑮ PSK変調方式

⑯ 特 願 昭54—163506

⑰ 出 願 昭54(1979)12月18日

⑱ 発 明 者 広瀬敏之

東京都港区虎ノ門1丁目7番12  
号沖電気工業株式会社内

⑲ 発 明 者 中野洋

東京都港区虎ノ門1丁目7番12

号沖電気工業株式会社内

⑳ 発 明 者 古宮隆

東京都港区虎ノ門1丁目7番12  
号沖電気工業株式会社内

㉑ 出 願 人 沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12  
号

㉒ 代 理 人 弁理士 鈴木敏明

明 細 書

1. 発明の名称

PSK 変調方式

2. 特許請求の範囲

(1) 搬送波発振部から任意の相位である  $n$  相に推移された位相を各位相毎に搬送波として  $n$  個出力し、該搬送波をそれぞれ  $n$  個の分周器に与えて分周し、その出力を AM 変調を行なうスイッチング機能をも有する  $n$  個の搬送波利得被制御回路にそれぞれ入力させる一方、変調信号入力はその入力信号を少くとも対称形で立ち上り、立ち下り部が傾斜状の波形に整形するとともに前記  $n$  個の搬送波利得被制御回路のスイッチング機能を順次スイッチングさせる  $n$  個の搬送波利得制御信号として出力させる波形整形回路を経て出力させて前記  $n$  個の搬送波利得被制御回路にそれぞれ与え、該搬送波利得被制御回路で前記分周器を経た搬送波を AM 変調させ、その  $n$  個の AM 変調出力を振幅合成器で合成してその合成した出力を過倍器に与えて過倍して出力させることを特徴とした PSK 変調

(1)

方式。

(2) 波形整形回路として対称台形波形を作る積分回路を用いた特許請求の範囲第 1 項記載の PSK 変調方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明は位相が位相変換点において連続的に変化する PSK 変調方式に関するものである。

従来の PSK 変調方式を説明するためのブロック図を図 1 図に示す。図 1 図において、1 は基準周波数発振器、2 は変調信号入力端子、3 は出力端子、4 は位相検波器、5 は低域通過フィルタ、6 は電圧制御発振器、7 は分配器、8 は分周器、9 はスイッチング回路である。

周知のように電圧制御発振器 6 では被変調波が作られその出力は分配器 7 で二分され、一つは出力端子 3 へ、もう一つはスイッチング回路 9 へ分配される。スイッチング回路 9 はバランスドミキサ等により構成されるスイッチング回路で位相変調を行なう。また変調信号入力端子 2 からの入力信号はこのスイッチング回路 9 に印加され、前

(2)

述の分配器7で分配されてスイッチング回路9に入力された被変調波は位相変調される。2相PSK変調の場合を例にとると0相- $\pi$ 相に位相変調される。この0- $\pi$ 変調された搬送波は分周器8により少くとも1/2分周され位相検波器4に与えられ、基準周波数発振器1の出力と同期検波される。位相検波器4の出力は低域通過フィルタ6を経て電圧制御発振器6に与えられる。即ち電圧制御発振器6の出力は上記の経路で帰還される構成で、一般に位相同期ループと呼ばれるループを形成している。このPSK変調方式では出力として位相変換点で位相が連続して推移する位相変調波が得られる。ここで2相PSK変調に例をとると、スイッチング回路9の出力は0- $\pi$ の2値の位相しかとりえないが、分周器8で分周することにより位相検波器4の動作範囲中に位相推移が入るので、前記位相同期ループの動作としては電圧制御発振器6の出力位相はこのループの応答に従って連続的に0から $\pi$ の位相へ、 $\pi$ から0の位相へと変化するのとは周知の通りである。第2図(1)にこのPSK変調

(3)

たもので以下詳細に説明する。

第3図に本発明を説明するためのブロック図を示す。図において10はPSK変調の相徴を任意の $n$ 相とした場合、 $n$ 相に推移された位相を各位相対応の $n$ 個の出力端子から出力する搬送波発振部、8は分周器、11はAM変調を行なうスイッチング機能をもつ搬送波利得被制御回路、12は振幅合成器、13は通倍器、14は波形整形回路、 $\alpha$ は相徴であり、他の記号のものは第1図と同じである。

第3図において、変調信号入力端子2からの入力信号を波形整形回路14で対称形の例えば台形の波形に整形して、相徴と同徴の $n$ 個の搬送波利得被制御回路11に与える。即ち波形整形回路14の出力は、 $n$ 個の搬送波利得被制御回路11のスイッチングが同時点では1つスイッチングされる、つまり1つづつ順次スイッチングされるような信号(以下搬送波利得制御信号と称す)であり、これを $n$ 個の出力端子から出力する。そのような回路は既知の積分回路或は積分回路と移相回路の組

(5)

方式での変調信号入力端子からの入力信号の波形を、第2図(2)に、出力波形を示す。横軸は時間で $T$ は変調信号入力のパルスの繰返し時間、縦軸は(1)は電圧、(2)は位相を示す。図から分かるように出力波形は位相の変換点における変化の時間的割合が変調信号入力の立ち上り時と立ち下り時で異なり非対称である。またその変化の傾きが前記位相同期ループの応答で一時的に定まる即ちこのループに含まれる各回路(第1図4~9)の形によって決ってしまうので任意の形状を作ることは殆ど不可能である。従って変調時のスペクトラムの拡がりを任意に制御できず、このPSK変調方式における出力は図示していないが搬送周波数を中心周波数とする帯域通過フィルタを通るとき、無線周波の帯域制限により、振幅制限増幅器等で容易に除去し得ないような大きい振幅のくびれ即ちリップルを生じ易い欠点があった。

本発明はこの欠点を除去するため、変調信号入力の立ち上り、立ち下り時における位相変化を対称形にしその傾きの形状を任意にできるようにし

(4)

合せ等で容易に実現できる。一方搬送波発振部10からの $n$ 個の出力は分周器8で例えば $1/m$ に分周し、搬送波利得被制御回路11に与える。そして搬送波利得被制御回路11で前述の搬送波利得制御信号により制御され、スイッチング機能の作用でAM変調する。 $n$ 個の搬送波利得被制御回路11から出力された前記AM変調された信号は振幅合成器12に入力して合成させ、通倍器13へ与え、そこで $m$ 通倍し出力端子3から出力する。

第4図に本発明の実施例として2相PSK変調の場合( $n=2$ ,  $m=2$ )のブロック図を示す。第4図において、1は基準周波数発振器、15は分配器であり、この両者で第3図の搬送波発振部10を構成する。他の記号のものは第3図と同じである。また第5図は第4図に示す $a \sim e$ 各点の波形を示す。

基準周波数発振器1の出力はトランスから成る分配器15で位相が $\pi$ だけずれたつまり0相と $\pi$ 相の2つの出力を作り、それぞれ分周器8に与える。この0- $\pi$ 位相の搬送波は分周器8で分周さ

(6)

れるが  $m=2$  の場合  $\frac{1}{2}$  分周器であり、 $0-\pi/2$  位相に変換される。そしてその出力は 2 個の搬送波利得被制御回路 11 にそれぞれ与えられる。一方交調信号入力端子 2 即ち a 点からの入力信号は周知のように第 5 図の a に示すような矩形波のパルスであるがこれを波形整形回路 14 で対称形で立ち上り、立ち下り部が傾斜状の波形、例えば第 5 図 b, c に示すような対称台形波形に整形する。かつその波形の傾斜を調整できれば最適な出力特性を得ることができる。2 相 PSK 変調の本実施例では 2 個の搬送波利得被制御回路 11 のスイッチングを交互に制御させるため、波形整形回路 14 の出力として、互いに反転した対称台形波形 2 個を搬送波利得制御信号として出力させている。このような波形整形回路は周知の積分回路を使用することにより波形の傾斜の調整も容易に実現できる。この 2 個の搬送波利得制御信号をそれぞれ前述の 0 位相、 $\pi/2$  位相の搬送波が入力されている 2 個の搬送波利得被制御回路 11 に加えることにより d, e 点では対称台形に AM 変調された出力、

(7)

図の g で分るように殆ど直線に近似できる傾斜で位相が連続的に 0 から  $\pi/2$  に変化する。またこの全変位時間  $\tau$  は波形整形回路 14 により出力される対称台形波形の立ち上りおよび立ち下り時間により一義的に決められる。なぜならば従来の例である第 1 図のような位相同期ループで構成していると、そのループに含まれる各回路（第 1 図の例では 4~9）の応答の形によって波形の傾き、形状が左右されどうしても非対称で傾きも非直線的な波形となるが、本実施例では第 4 図の構成で示すように従来のような位相同期ループの構成でなく、波形整形回路 14 でつくった対称台形波形を搬送波利得被制御回路 11 に加え変調しているので全変位時間  $\tau$  は該対称台形波形に一義的に依存することとなる。また振幅波形は第 6 図の f に示すような波形となり、リップルを多少（-3 dB 程度）生ずるが、この程度のリップルは出力側で図示しないが振幅制限増幅器により容易に一定振幅に振幅等化できるものであり問題はない。以上述べた振幅合成器 12 で合成された出力を過倍器 13 で

(9)

増倍器 58-86559(3) 即ち第 5 図に示す d, e の波形が得られる。この搬送波利得被制御回路 11 は搬送波利得制御信号に対して線形に働くものでそのような回路は周知のものである。この d, e 点で得られた波形は第 5 図に示すように、交調信号入力の立ち上り、立ち下りに対応する時間で両者の振幅は等しい。即ち対称形である。この搬送波利得被制御回路 11 の出力を振幅合成器 12 で合成するのであるが、該出力の一方の（d 点の）立ち上りおよび立ち下り時間内の波を  $A \sin \omega t$  とし、他方（e 点）を  $B \cos \omega t$  とすれば、振幅合成器 12 で合成された出力は（A, B はそれぞれの波の振幅）

$$A \sin \omega t + B \cos \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t + \theta)$$

$$\theta = \tan^{-1}(B/A) \quad A + B = \text{const.}$$

となり、第 6 図に示すような位相と振幅波形となる。第 6 図は縦軸が時間であり、立ち上り（もしくは立ち下り）の全変位時間を  $\tau$  としており、f が振幅波形でその電圧指数を縦軸の 0.5, 1 で示し、g が位相推移で縦軸の  $0 \sim 90^\circ$  が位相を示す。第 6

(8)

2 通倍して出力端子 3 から出力させるので、ほぼ直線状に位相の変化する出力が得られる。第 7 図にその出力の位相特性を示す。図で横軸は時間で  $T_0$  は交調信号入力のパルスの繰返し時間、 $\tau$  は対称台形波形により定まる全変位時間即ち全位相推移時間、縦軸は位相を示す。

以上説明したように、本実施例では位相特性が対称で、連続して位相変化する 2 相 PSK 変調が実現できる。それは従来のように位相同期ループで構成せず、対称台形波形を搬送波利得制御信号として搬送波利得被制御回路 11 に与え制御しているので、殆ど直線的な位相変化特性を得られるからであり、かつ搬送波利得制御信号（本実施例では対称台形波形）は波形整形回路 14 で容易にその波形の傾きを定めることができるからである。

本実施例では基準周波数発振器 1 の出力位相を推移させて  $0-\pi$  位相を作り出しているが、 $0-\pi$  位相は 2 個（一般には  $n$  個）の同期発振器を用いて発振させても勿論実現できる。また搬送波利得制御信号は必ずしも対称台形波でなくとも対称三

(10)

角形に近いものでも、或は台形の傾斜部分が多少非直線的なものでもよい。さらに2相でなくそれ以上の相数の場合、 $n$ 個の搬送波利得被制御回路11のスイッチングを順次行なわせるような搬送波利得制御信号を波形整形回路14で作成させることは無効であり、これは周知の積分回路と移相回路の組合せ等で容易に実現できる。

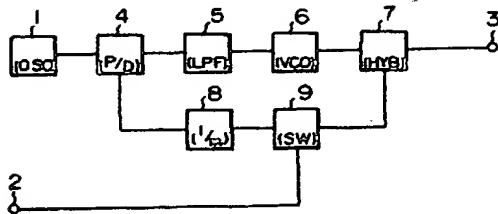
以上説明したように本発明ではPSK変調方式として従来のように位相同期ループを使用せず、変調入力信号を対称台形波形に整形して制御しているので、位相の変化が連続でかつ直線的であり、しかもその変化の傾きを任意に設定できるため、本発明のPSK変調方式による出力は与えられた無雑波の帯域に対してスペクトラムの拡がりを最小にすることができる。従って無雑波帯域の有効利用が図られるので帯域制限のきびしい衛星通信等のPSK変調器として使用するのに有効である。

#### 4. 図面の簡単な説明

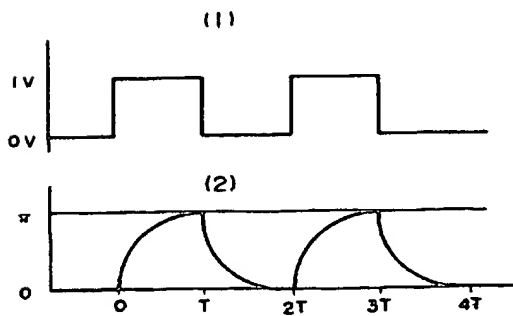
第1図は従来のPSK変調方式を説明するためのブロック図、第2図は第1図のPSK変調方式の特

(11)

第1図



第2図



性図、第3図は本発明のPSK変調方式を説明するためのブロック図、第4図は本発明の実施例のブロック図、第5図、第6図、第7図は第4図の実施例の特性図である。

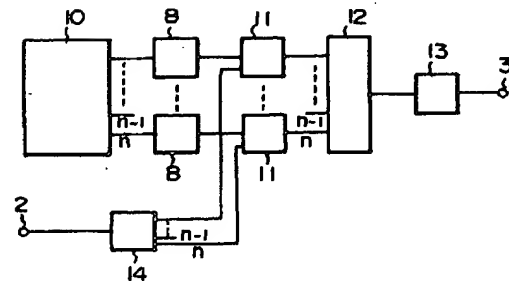
1…基準周波数発生器、2…変調信号入力端子、3…出力端子、4…分周器、10…搬送波発生部、11…搬送波利得被制御回路、12…振幅合成器、13…遅倍器、14…波形整形回路、15…分配器。

特許出願人 沖電気工業株式会社  
代理人 鈴木 敏

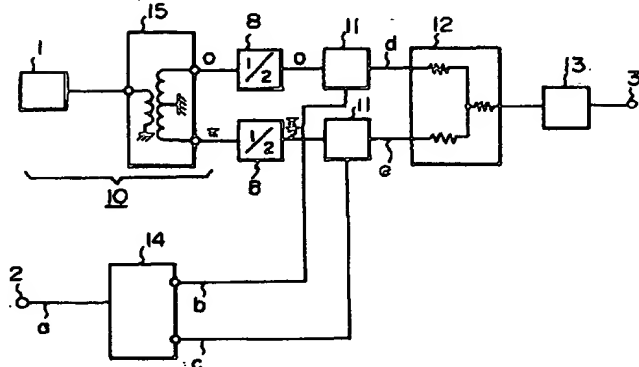


(12)

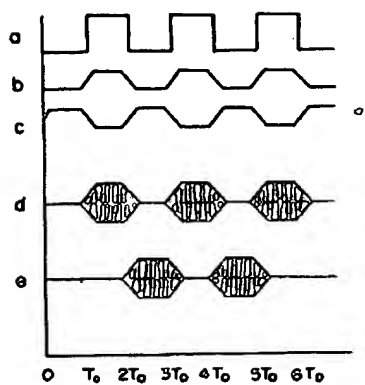
第3図



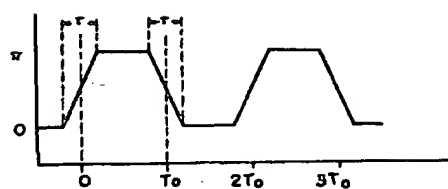
第4図



第5圖



第7圖



第6圖

